



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2002252965 A**(43) Date of publication of application: **06.09.02**

(51) Int. Cl

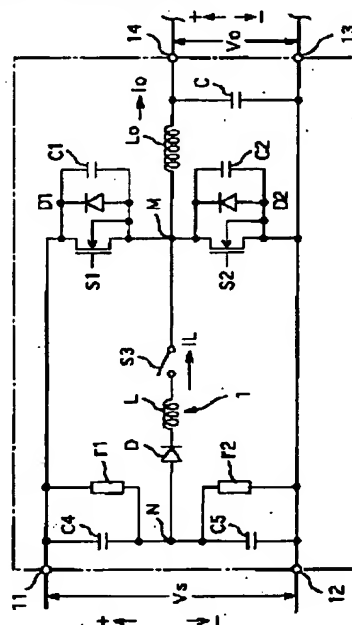
H02M 3/00(21) Application number: **2001047205**(22) Date of filing: **22.02.01**(71) Applicant: **DENSO CORP NIPPON SOKEN INC**(72) Inventor: **KAWASAKI KOJI
MATSUMAE HIROSHI
SUGIURA TOSHIHIKO
HIRASHIMA SHIGEO****(54) POWER CONVERSION APPARATUS USING
AUXILIARY RESONANCE COMMUTATION
CIRCUIT****(57) Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power conversion apparatus using an auxiliary resonance commutation circuit capable of lowering breakdown voltage of an auxiliary switch, while restraining deterioration in the efficiency.

SOLUTION: An auxiliary resonance commutation circuit 1 comprising a diode D, a resonance reactor L and an auxiliary switch S3 connected in series between a connection point N of a pair of capacitors C4 and C5 which is connected in series and an input voltage is applied to both ends and a connection point M of two transistors S₁ and S₂ of synchronous chopper type DC-DC converter, is provided. In addition, discharging resistors r1, r2 are connected individually to the capacitors C4 and C5. By switching on an auxiliary switch S2 at an proper timing, it is possible to supply power from the auxiliary resonance commutation circuit and to reduce switching loss of transistors S1 and S2 by sharing the current in the dead time between 'off' of the transistor S1 and 'on' of the transistor S2. Since

the auxiliary switch 3 is fed from an intermediate voltage source by the capacitors C4 and C5, one with a small breakdown voltage can use.

COPYRIGHT: (C)2002,JPO



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-252965

(P2002-252965A)

(43) 公開日 平成14年9月6日(2002.9.6)

(51) Int.Cl.⁷

H02M 3/00

識別記号

FI

H02M 3/00

テームト^{*}(参考)

Q 5H730

R

審査請求 未請求 請求項の数11 OL (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2001-47205(P2001-47205)

(22) 出願日 平成13年2月22日(2001.2.22)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(71) 出願人 000004695

株式会社日本自動車部品総合研究所

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地

(72) 発明者 川崎 宏治

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会

社日本自動車部品総合研究所内

(74) 代理人 100081776

弁理士 大川 宏

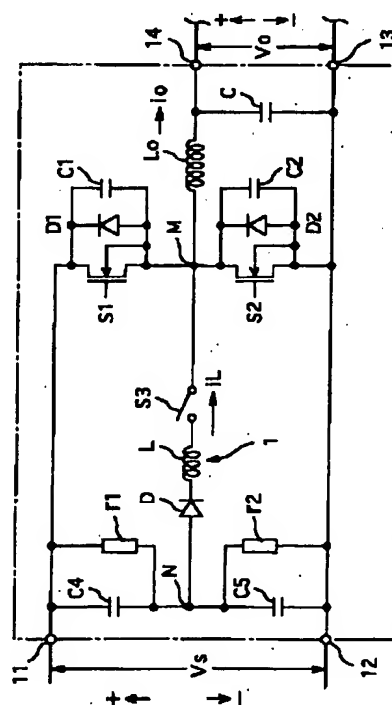
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 補助共振転流回路を用いた電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 効率低下を抑止しつつ補助スイッチの低耐圧化が可能な補助共振転流回路を用いた電力変換装置を提供すること。

【解決手段】 互いに直列接続されて両端に入力電圧が印加される一対のコンデンサC4、C5の接続点Nと、同期チョップ型DC-DCコンバータの2つのトランジスタS1、S2の接続点Mとの間に、互いに直列接続されたダイオードD、共振リアクトルL及び補助スイッチS3を有する補助共振転流回路1を設ける。また、コンデンサC4、C5に個別に放電抵抗r1、r2を接続する。補助スイッチS3を最適なタイミングでオンすることにより、補助共振転流回路1から給電することができ、トランジスタS2のオフとトランジスタS1のオンとの間のデッドタイムの電流を負担して、トランジスタS1、S2のスイッチング損失を減らすことができる。補助スイッチS3は、コンデンサC4、C5により中間電圧源から給電されるので、小さい耐電圧のものを用いることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】入力直流電源から所定の回路素子を通じて給電される負荷をオン時に短絡する主スイッチ素子S2と、

互いに直列接続されて両端に入力電圧が印加される一対のコンデンサC4、C5と、

前記両コンデンサに個別に並列接続される一対の抵抗素子r1、r2と、

前記コンデンサ対の中間接続点Nを、前記主スイッチ素子S2と前記負荷との接続点Mに接続する補助共振転流回路と、

を備え、

前記補助共振転流回路は、互いに直列接続されたダイオードD、共振リアクトルL及び補助スイッチS3を有することを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項2】請求項1の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記負荷は、一端が前記接続点Mに接続されるリアクタンス負荷である第一コイルを有し、

前記回路素子は、前記入力直流電源の高位端と前記接続点Mとを接続してオン時に、前記負荷に給電する主スイッチ素子S1を有し、

前記主スイッチ素子S2は、前記接続点Mと前記入力直流電源の低位端とを接続し、

前記両主スイッチ素子S1、S2は、互いに異なる導通期間を一定周期で交互に有するチョップ回路を構成することを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項3】請求項1又は2記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記コンデンサC4、C5の容量は略等しくされることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項4】請求項2又は3記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記両主スイッチ素子S1、S2の一方がオフする時点から他方がオンする時点までの間に所定のデッドタイムが設定されていることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項5】請求項4記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記デッドタイムは、先にオフした前記主スイッチ素子が次にオンするまでのオフ期間より短く設定されることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項6】請求項4又は5記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記補助スイッチS3のオンは、前記主スイッチ素子S2のオフに先行することを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項7】請求項6記載の補助共振転流回路を用いた

電力変換装置において、

前記主スイッチ素子S1のオンは、補助スイッチS3のオフに先行することを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項8】請求項7記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記主スイッチ素子S1に逆並列接続された環流ダイオードD1と、

前記主スイッチ素子S1に並列接続された共振コンデンサC1と、

前記主スイッチ素子S2に逆並列接続された環流ダイオードD2と、

前記主スイッチ素子S2に並列接続された共振コンデンサC2と、

を有し、

前記主スイッチ素子S2のオフにより、前記共振コンデンサC1、C2と前記共振リアクトルLとの共振を生じさせて、前記接続点Mの電位をブーストアップすることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項9】請求項8記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において、

前記補助共振転流回路から前記前記環流ダイオードD1を通じて前記入力直流電源に回生電流が流れる期間に、前記主スイッチ素子S2はオフされることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【請求項10】請求項1乃至9のいずれか記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置の制御方法において、前記コンデンサC4、C5と、前記主スイッチ素子S2とを結ぶ電源線の電流を検出する電流センサを有し、前記主スイッチ素子S1、S2及び補助スイッチS3のスイッチングタイミングを、前記電流センサの検出電流に基づいて決定することを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置の制御方法。

【請求項11】互いに直列されて入力直流電源から給電されて互いに異なる期間に交互に導通する一対の主スイッチ素子S1、S2と、

前記両主スイッチ素子S1、S2の接続点Mと外部の負荷とを接続する第一コイルLoと、

互いに直列接続されて前記前記入力直流電源の高位端と前記接続点Mとを接続する補助共振転流回路及び第二コイルLo'と、

を有し、

前記補助共振転流回路は、互いに直列接続されたダイオードD、共振リアクトルL及び補助スイッチS3を有し、

前記両コイルLo、Lo'はトランス結合されていることを特徴とする補助共振転流回路を用いた電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、補助共振転流回路を用いた電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】特開平7-337022、10-4686、10-201247、11-178319号公報は、補助共振転流回路を用いた電力変換装置を提案している。

【0003】この装置は、直列接続された主スイッチ素子S1、S2の対の接続点と、直列接続された分圧平滑コンデンサC4、C5の対の接続点との間に、双方向通電可能な補助スイッチ（又は一対の一方向スイッチ）SAと共振リアクトルLとを直列接続してなる補助共振転流回路をもつこと。及び、主スイッチ素子S1、S2には環流ダイオードD1、D2がいわゆる逆並列接続され、共振コンデンサC1、C2が並列接続されている点を、その特徴としている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した従来の補助共振転流回路を用いた電力変換装置では、回路素子特性のばらつきなどにより、実際に主スイッチ素子S1を零電圧スイッチングすることは容易ではなかった。

【0005】また、双方向スイッチを用いるため、補助スイッチSAがコストアップし、その上、補助スイッチSAの耐圧低下が簡単でないで、一層のコストアップ要因となっていた。

【0006】本発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、効率低下を抑止しつつ補助スイッチの低耐圧化が可能な補助共振転流回路を用いた電力変換装置を提供することをその目的としている。

【0007】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の共振型スイッチングコンバータは、入力直流電源から給電されるリアクタンス負荷をオン時に短絡する主スイッチ素子S2と、互いに直列接続されて両端に入力電圧が印加される一対のコンデンサC4、C5と、前記両コンデンサに個別に並列接続される一対の抵抗素子r1、r2と、前記コンデンサ対の中間接続点Nを、前記主スイッチ素子S2と前記リアクタンス負荷との接続点Mに接続する補助共振転流回路とを備え、前記補助共振転流回路が、互いに直列接続されたダイオードD、共振リアクトルL及び補助スイッチS3を有することを特徴としている。

【0008】すなわち、本構成によれば、補助スイッチを最適なタイミングでオンすることにより、コンデンサC4、C5から補助共振転流回路を通じてリアクタンス負荷に給電することにより、主スイッチ素子S2のオフ時のサージ電圧を低減することができる。

【0009】また、入力側に2つのコンデンサを直列接続して中間電位源を作っているため、補助スイッチの入力電位を入力直流電源電圧の半分にすることができる。

【0010】また、主スイッチ素子S2のスイッチング時において、そのスイッチング時の電流を低減又は0にできるので、その損失を大幅に低減して回路効率を向上することができる。

【0011】請求項2記載の構成によれば請求項1の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記負荷は、一端が前記接続点Mに接続されるリアクタンス負荷である第一コイルを有し、前記回路素子は、前記入力直流電源の高位端と前記接続点Mとを接続してオン時に前記負荷に給電する主スイッチ素子S1を有し、前記主スイッチ素子S2は、前記接続点Mと前記入力直流電源の低位端とを接続し、前記両主スイッチ素子S1、S2は、互いに異なる導通期間を一定周期で交互に有するチョップパ回路を構成することを特徴としている。本構成によれば、補助スイッチとして低耐圧の一方向素子を一個用いるだけでチョップパ型DC-DCコンバータの効率を改善することができる。

【0012】請求項3記載の構成によれば請求項1又は2記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記コンデンサC4、C5の容量は略等しくされることを特徴としている。本構成によれば、コンデンサC4、C5の容量比率を1:1とされているので、補助スイッチS3の耐圧は入力電圧の1/2とすることができる。

【0013】請求項4記載の構成によれば請求項2又は3記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記両主スイッチ素子S1、S2の一方がオフする時点から他方がオンする時点までの間に所定のデッドタイムが設定されていることを特徴としている。本構成によれば、主スイッチ素子S1、S2を流れる電流スルー損失を低減できるとともに、たとえ負荷がリアクタンス負荷であっても、このデッドタイム期間（特に主スイッチ素子S2がオフしてから主スイッチ素子S1がオンするまでの期間）における負荷電流をこの補助共振転流回路から給電できるので、主スイッチ素子S2に掛かるサージ電圧を減らせる。

【0014】請求項5記載の構成によれば請求項4記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記デッドタイムは、先にオフした前記主スイッチ素子が次にオンするまでのオフ期間より短く設定されることを特徴としている。

【0015】請求項6記載の構成によれば請求項4又は5記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記補助スイッチS3のオンは、前記主スイッチ素子S2のオフに先行することを特徴としている。本構成によれば、補助共振転流回路が主スイッチ素子S2のオフ以前から、負荷に電流供給することができるので、主スイッチ素子S2のオフ・スイッチング時の電流を減らして、そのスイッチング損失を低減することができる。

【0016】請求項7記載の構成によれば請求項6記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記主スイッチ素子S1のオンは、補助スイッチS3のオフに先行することを特徴としている。本構成によれば、補助共振転流回路が補助スイッチS3を通じて接続点Mの電位を高めた状態で、主スイッチ素子S1をオンすることができるので、主スイッチ素子S1のスイッチング損失を低減することができる。

【0017】請求項8記載の構成は請求項7記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記主スイッチ素子S1に逆並列接続された環流ダイオードD1と、前記主スイッチ素子S1に並列接続された共振コンデンサC1と、前記主スイッチ素子S2に逆並列接続された環流ダイオードD2と、前記主スイッチ素子S2に並列接続された共振コンデンサC2とを有し、前記主スイッチ素子S2のオフにより、前記共振コンデンサC1、C2と前記共振リアクトルLとの共振を生じさせて、前記接続点Mの電位をブーストアップすることを特徴としている。

【0018】本構成によれば、主スイッチ素子S2のオフにより生じた上記共振により、接続点Mの電位をブーストアップすることができるので、接続点Mの電位を一層高めた状態で、主スイッチ素子S1をオンすることができるので、主スイッチ素子S1のスイッチング損失を低減することができる。更に、補助共振転流回路の蓄積磁気エネルギーを負荷又は入力直流電源に転送できるので、効率を向上することができる。

【0019】請求項9記載の構成によれば請求項8記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記補助共振転流回路から前記前記環流ダイオードD1を通じて前記入力直流電源に再生電流が流れる期間に、前記主スイッチ素子S2はオフされることを特徴としている。本構成によれば、請求項8記載の効果を確実に実現することができる。

【0020】請求項10記載の構成は、請求項1乃至9のいずれか記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置において更に、前記コンデンサC4、C5と、前記主スイッチ素子S2とを結ぶ電源線の電流を検出する電流センサを有し、前記主スイッチ素子S1、S2及び補助スイッチS3のスイッチングタイミングを、前記電流センサの検出電流に基づいて決定することを特徴としている。本構成によれば、各スイッチ素子の断続タイミングを一層確実にすることができる。

【0021】請求項11記載の補助共振転流回路を用いた電力変換装置は、互いに直列されて入力直流電源から給電されて互いに異なる期間に交互に導通する一対の主スイッチ素子S1、S2と、前記両主スイッチ素子S1、S2の接続点Mと外部の負荷とを接続する第一コイルL_oと、互いに直列接続されて前記前記入力直流電源の高位端と前記接続点Mとを接続する補助共振転流回路

及び第二コイルL_o'とを有し、前記補助共振転流回路は、互いに直列接続されたダイオードD、共振リアクトルL及び補助スイッチS3を有し、前記両コイルL_o、L_o'はトランス結合されていることを特徴としている。本発明によれば、補助共振転流回路から接続点Mへ流れる電流に応じた電流をトランス作用により負荷に給電できるので、効率を一層向上することができる。

【0022】

【発明の実施の形態】本発明の補助共振転流回路を用いた電力変換装置の好適な態様を以下に説明する。

【0023】

【実施例1】（回路構成）図1は本発明に関わる補助共振転流回路を用いた電力変換装置の回路図を示す。

【0024】この装置は、直列接続された主スイッチ素子S1、S2の対の接続点Mと、直列接続された分圧平滑コンデンサC4、C5の対の接続点Nとの間に、一方向通電断続可能な補助スイッチS3と共振リアクトルLと逆流防止ダイオードDを直列接続してなる補助共振転流回路1をもつ。

【0025】主スイッチ素子S1、S2には環流ダイオードD1、D2がいわゆる逆並列に、共振コンデンサC1、C2が並列に接続されている。この実施例では、共振コンデンサC1、C2は、MOSトランジスタである主スイッチ素子S1、S2の寄生容量で構成され、環流ダイオードD1、D2もMOSトランジスタの寄生ダイオードで構成されている。

【0026】分圧平滑コンデンサC4には放電抵抗r1が、分圧平滑コンデンサC5には放電抵抗r2が並列接続されている。L_oは出力リアクトル（本発明で言う第一コイル）、Cは出力コンデンサであり、両者は平滑回路を構成するとともに、図示しない外部負荷とともに本発明で言う負荷を構成している。

【0027】V_sは入力端11、12に接続される入力直流電源（図示せず）の電圧、V_oは出力端13、14に接続される出力直流電源（図示せず）の電圧、i_oは出力電流、i_Lは補助共振転流回路1の電流である。

（動作）図1に示す回路を参照して、回路動作を以下に説明する。

【0028】最初の時点t1では、主スイッチ素子S1がオンしており、この時、補助スイッチS3、主スイッチ素子S2が開いている。前回の補助スイッチS3のオフ以降における放電抵抗r1、r2による充電により、分圧平滑コンデンサC4、C5の接続点Nの電位は入力直流電源電圧V_sの略半分の電位となっているものとする。

【0029】次の時点t2にて、主スイッチ素子S1がオフすると、出力リアクトルL_oによる蓄積する磁気エネルギーの放出のために、共振コンデンサC2が略定電流で放電し、共振コンデンサC2が略定電流で充電される。

【0030】次の時点 t_3 にて、共振コンデンサ C_2 の電圧が略0になった後、引き続き、出力リアクトル L_o の磁気エネルギーの放出を継続するために、環流ダイオード D_2 がターンオンし、共振コンデンサ C_1 の電圧はクランプされる。その後、主スイッチ素子 S_2 がオンされる。

【0031】次の時点 t_4 にて、補助スイッチ S_3 をオンすると、分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 の接続点 N から共振リアクトル L に $V_s/2$ の電圧が印加されて分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 が充放電され、補助共振電流 i_L が直線的に増加し、共振リアクトル L に磁気エネルギーが蓄積されつつ、接続点 M の電位が上昇して、環流ダイオード D_2 を通じて出力リアクトル L_o に供給される電流は $i_o - i_L$ に減少する。

【0032】次の時点 t_5 にて、補助共振電流 i_L が i_o に等しくなり、環流ダイオード D_2 はターンオフすると、主スイッチ素子 S_2 はオンしたままであるので、 i_L の一部は主スイッチ素子 S_2 のチャンネルを流れても流れるため、引き続き直線的に増加し、共振リアクトル L に磁気エネルギーが蓄積される。

【0033】次の時点 t_6 にて、補助共振電流 i_L が i_o より大きい所定値 i_T に等しくなったら、主スイッチ素子 S_2 をオフする。これにより、共振リアクトル L_o と共振コンデンサ C_1 、 C_2 とが共振状態となり、 i_L は所定値 i_T より大きい最大値に達した後、低下する。

【0034】次の時点 t_7 にて、共振コンデンサ C_2 の電圧が出力直流電源電圧 V_s に略達すると、環流ダイオード D_1 がターンオンし、共振コンデンサ C_2 の電圧は環流ダイオード D_1 により V_s にクランプされる。その後、共振リアクトル L の電流 i_L は直線的に減少する。この環流ダイオード D_1 がターンオンしている間に、主スイッチ素子 S_1 がターンオンされる。

【0035】次の時点 t_8 にて、 i_L が i_o にまで減少すると、環流ダイオード D_1 はターンオフし、主スイッチ素子 S_1 のチャンネルに電流が流れ始め、 i_L は引き続き直線的に減少し、この i_L が略0になった時点で補助スイッチ S_3 はオフされる（零電流スイッチングする）。

【0036】その後、次の補助スイッチ S_3 のオンまでの間に、分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 の接続点の電位は放電抵抗 r_1 、 r_2 により元の間電圧（ $V_s/2$ ）に復帰する。

【0037】すなわち、この実施例によれば、主スイッチ素子 S_2 をオフしてから主スイッチ素子 S_1 をオンする期間を含む主スイッチ素子切り替え期間に補助スイッチ S_3 をオンして、出力電流 i_o の一部又は全部を負担する。この実施例では、主スイッチ素子 S_2 のオフの前に補助スイッチ S_3 をオンし、主スイッチ素子 S_1 をオンし、かつ、共振リアクトル L_3 の電流が十分に低減した後で補助スイッチ S_3 をオフするので、補助スイッチ

S_3 に共振リアクトル L_3 の断続に伴う大きなサージ電圧が印加されることはなく、更に、補助スイッチ S_3 を含む補助共振回路1には分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 により小電圧が印加されるので、補助スイッチ S_3 の耐圧を小さくすることができる。

【0038】更に説明すると、この実施例では、主スイッチ素子 S_1 、 S_2 以外に補助スイッチ S_3 を設け、 L 、 C 共振エネルギーを利用することで全てのスイッチングを ZCS 、 ZVS とするものである。これによって、 $DC-DC$ コンバータの全負荷域での効率向上と高周波化、低ノイズ化が可能となる。また、補助スイッチ S_3 の耐圧は主スイッチ素子 S_1 、 S_2 の $1/2$ でよく、安価に構成することができる。

【0039】

【実施例2】他の実施例を図2を参照して以下に説明する。

【0040】この実施例は、図1に示す回路において、分圧平滑コンデンサ C_5 の低位端と主スイッチ素子 S_2 の低位端とを接続する接地ライン（分圧平滑コンデンサ C_4 の高位端と主スイッチ素子 S_1 の高位端とを接続する高位電源ラインでもよい）2の電流を検出する電流変成器 CT （電流検出抵抗でもよい）を設け、この電流変成器 CT の検出電流に基づいて、補助スイッチ S_3 の断続タイミングを決定する点をその特徴としている。

【0041】この実施例では、接地ライン2を流れる接地電流が所定値 i_1 にまで増加したら補助スイッチ S_3 をオンし、その後、接地電流が所定値 i_2 にまで減少したら補助スイッチ S_3 をオフする。この実施例によれば、実施例1の効果に加えて、無効電流及び主スイッチ素子 S_2 の最大電流値を確実に低減することができる。

【0042】電流変成器 CT の検出電流に基づく上記補助スイッチ S_3 の断続タイミングの決定は、検出電流を電圧の形に変換してコンパレータなどで上記所定値と比較する通常の回路構成により容易に実現できるため、回路構成の具体的図示は省略する。

【0043】なお、補助スイッチ S_3 の断続タイミングではなく、主スイッチ素子 S_1 の断続タイミング又は主スイッチ素子 S_2 の断続タイミングを上記コンパレータにより決定するようにしてもよい。この場合、コンパレータにより決定しない他のスイッチ素子の断続タイミングはコンパレータで決定されるスイッチ素子の断続タイミングからのタイマの遅延時間で容易に決定することができる。

【0044】

【実施例3】他の実施例を図3を参照して以下に説明する。

（回路構成）この実施例は、分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 及び抵抗 r_1 、 r_2 からなるコンデンサ回路を省略し、補助共振回路1の一端を入力直流電源の高位端に接続し、他端を第二リアクトル素子（本発明で言う第

ニコイル) L_o' を通じて主スイッチ素子 S_1 、 S_2 の接続点 M に接続したものである。なお、第二リアクトル素子 L_o' は出力リアクトル (出力リアクタンス素子) L_o と同一磁性体に巻装されてトランス構造をなし、巻数比は $N_1 : N_2$ で巻き方向は図3に示す通りである。(動作) 以下、回路動作を以下に説明する。

【0045】最初の時点 t_1 では、主スイッチ素子 S_1 がオンしているものとする。 V_o は出力直流電源電圧、 V_s は入力直流電源電圧、 i_o は出力電流である。この時、補助スイッチ S_3 、主スイッチ素子 S_2 が開いているものとする。

【0046】次の時点 t_2 にて、主スイッチ素子 S_1 がオフすると、共振コンデンサ C_2 が略定電流で放電され、共振コンデンサ C_1 が略定電流で充電される。

【0047】次の時点 t_3 にて、共振コンデンサ C_2 の電圧が略0になると、環流ダイオード D_2 がターンオンし、共振コンデンサ C_1 の電圧は V_s にクランプされる。その後、主スイッチ素子 S_2 がオンされる。

【0048】次の時点 t_4 にて、補助スイッチ S_3 をオンすると、分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 から共振リアクトル L に電圧 $V_L (=V_s / 2 + N_1 \cdot V_o / N_2)$ が印加されて、共振リアクトル L に電流 i_L が流れ、分圧平滑コンデンサ C_4 、 C_5 が充放電され、補助共振電流 i_L は直線的に増加する。その結果、環流ダイオード D_2 を流れる電流は $i_o - i_L$ となる。

【0049】次の時点 t_5 にて、補助共振電流 i_L が i_o に等しくなると、環流ダイオード D_2 がターンオフし、主スイッチ素子 S_2 がターンオンする。電圧 V_L は $V_s / 2 + N_1 \cdot V_o / N_2$ のままであり、 i_L は引き続き直線的に増加する。

【0050】次の時点 t_6 にて、 i_L が i_o より大きい所定値 i_T に等しくなったら、主スイッチ素子 S_2 をオフする。これにより、共振リアクトル L と共振コンデンサ C_1 、 C_2 とが共振状態となり、 i_L は所定値 i_T より大きい最大値に達した後、低下する。

【0051】次の時点 t_7 にて、共振コンデンサ C_1 の電圧が略0Vになると、環流ダイオード D_1 がターンオンし、 i_L は直線的に減少する。この環流ダイオード D

1 がオンしている期間に、主スイッチ素子 S_1 をオンすれば、主スイッチ素子 S_1 は ZVS 、 ZCS の条件でターンオンすることができる。

【0052】次の時点 t_8 にて、 i_L が i_o に達すると、環流ダイオード D_1 はターンオフし、主スイッチ素子 S_1 の電流が増加し、 i_L が略0になった時点で補助スイッチ S_3 をオフする (零電流スイッチングする)。

【0053】この実施例によれば、実施例1の効果を奏することができるうえ更に、補助共振転流回路1から接続点 M に流れる電流 i_L を、第一コイル L_o と第二コイル L_o' とのトランス作用により、出力電流 i_o として流すという効果も生じさせることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1の補助共振転流回路を用いたDC-DCコンバータの回路図である。

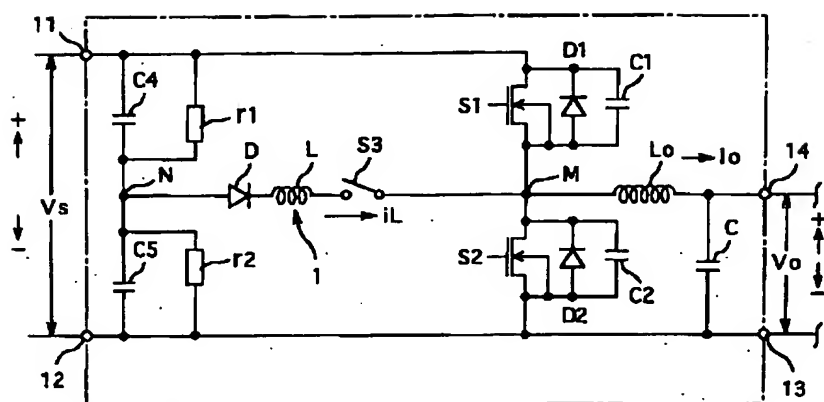
【図2】実施例2の補助共振転流回路を用いたDC-DCコンバータの回路図である。

【図3】実施例3の補助共振転流回路を用いたDC-DCコンバータの回路図である。

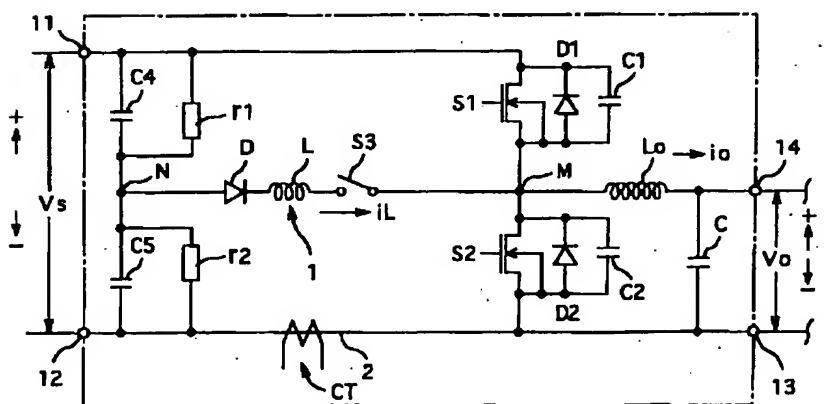
【符号の説明】

- 1 補助共振転流回路
- S_1 主スイッチ素子
- S_2 主スイッチ素子
- S_3 補助スイッチ
- C_1 コンデンサ
- C_2 コンデンサ
- D_1 環流ダイオード
- D_2 環流ダイオード
- L_o 出力リアクトル (出力リアクタンス素子、第一コイル)
- C 出力コンデンサ
- D 逆流防止ダイオード
- L 共振リアクトル
- C_4 分圧平滑コンデンサ
- C_5 分圧平滑コンデンサ
- r_1 放電抵抗
- r_2 放電抵抗

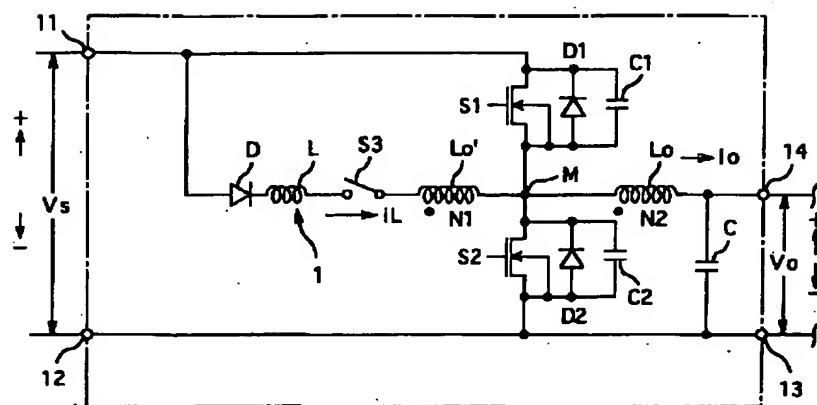
【図 1】



【図 2】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 松前 博
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
(72)発明者 杉浦 利彦
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(72)発明者 平島 茂雄
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内
Fターム(参考) 5H730 AA02 AA14 BB13 BB57 BB76
DD04 DD41 FD38 FG01